chapter 1

active filter

في هذا الجزء سوف نقوم بدراسة أنواع مختلفة من الـ filters وأيضاً سوف نتعرف على كيفية تصميم أيضاً الـ filter ولكن في البداية دعنا نقوم بالتعرف على أنواع الـ filter : يوجد نوعان هما

Passive filter

في هذا النوع يتكون الـ filter فقط من الـ Passive element مثل

R , L , C

Example :- Passive "Lc" filter
- it is used for high frequency
- but at Low frequency it required inductor are large, bulky so we used "Rc" filter or inductorless filter.

لا تعطي gain < 1 or $A_{v_{max}} = 1$

active filter

هذا النوع يتكون من active filter مثل الـ OP-AMP.

- Example
Rc active ...
هذا النوع يتم استخدام ... ولذلك ...

في الجزء القادم سوف نقوم بالتعرف على الـ transfer fn لـ filter.

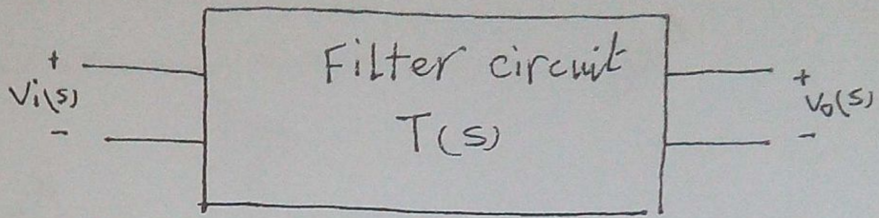
T(S) = gain = ...

الترددات اللي بيعديها Pass band

مش بيعدي Stop band

⇐ Filter transmission, Types, specification :-

General symbol:-



يتم تعريف الـ transfer fn : على أنها النسبة بين الـ o/p و الـ i/p

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

ثم عند حساب قيمة الـ transfer fn ش أن $s = jw$ = physical frequency
يسمى بالـ filter transmission

$$T(jw) = |T(jw)| \cdot e^{+j\phi(w)}$$

من القانون السابق . نلاحظ أن الـ filter transmission له قيمة وكذلك
الـ phase أي أن الـ filter يقوم بتغيير شكل الدخل أولاً تغير الـ amplitude
الخاص بالدخل . وطبقاً لـ filter transmission ولكن أيضاً يغير الـ filter أي الـ phase
الخاص بالدخل .

ويكون الـ o/p ك

$$|V_o(jw)| = |T(jw)| \cdot |V_i(jw)|$$

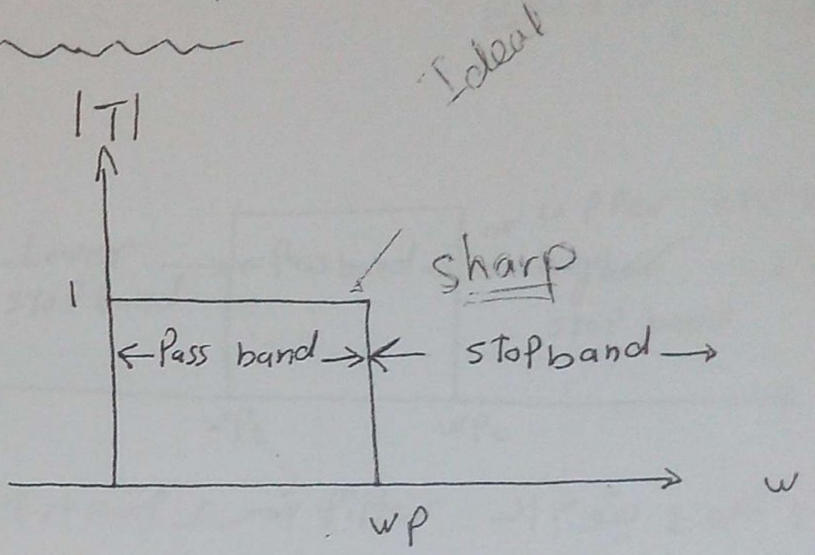
وفي بعض الأحيان يسمى الـ filter بالـ frequency-selection حيث يقوم الـ filter
بتمرير جزء من الترددات ويسمى هذا الجزء بالـ Pass-Band ويقوم

أيضاً الـ filter يقوم بالغاء باقي الترددات الموجودة خارج الـ Pass band
يسمى هذا بالـ Stop-band.

وهناك انواع كثيرة من الـ filter

① Low Pass filter:-(LPF).

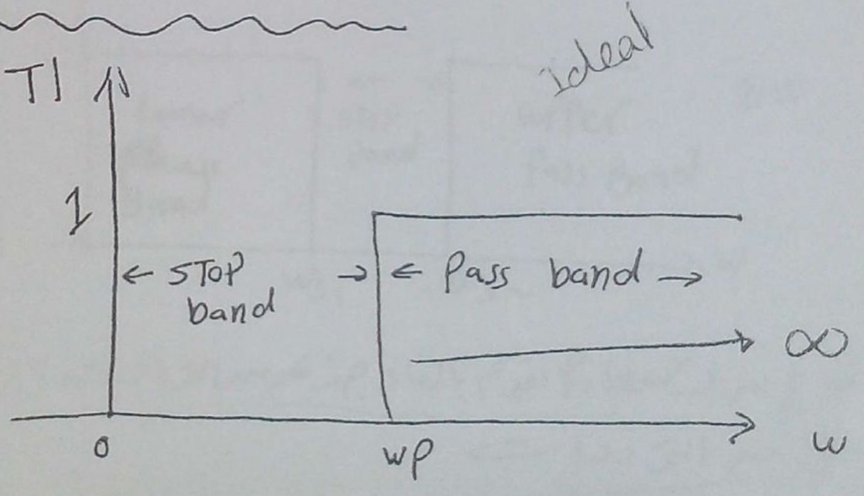
symbol:- يعني Low freq



في هذا النوع يقوم الـ filter بتمرير جزء من الترددات بين $0 \Rightarrow wp$ ويقوم بالغاء اي تردد اخر.

② high pass filter:- (HPF)

يعني high freq



هذا النوع يقوم بالغاء الترددات الموجودة بين $0 \Rightarrow wp$ ويمرر اي تردد آخر

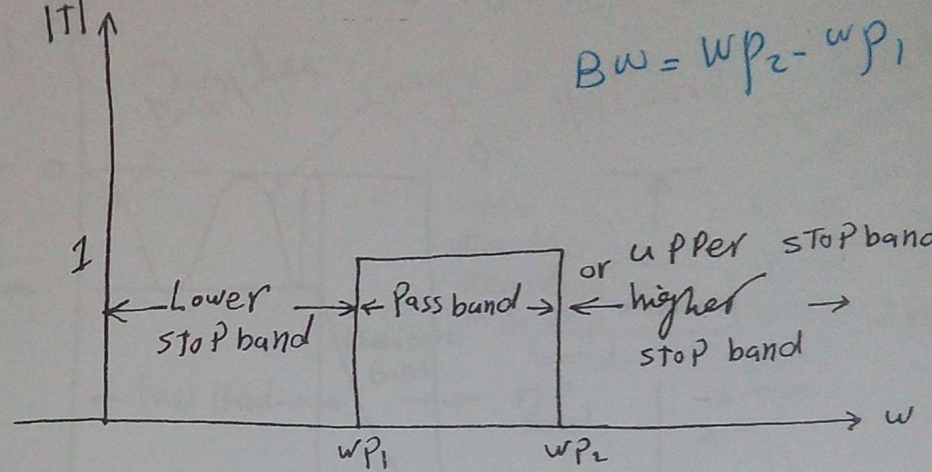
③ Band Pass filter (B.P.F).

symbol:-

Ideal

$BW = wp_2 - wp_1$

$wp \leftarrow$ pass



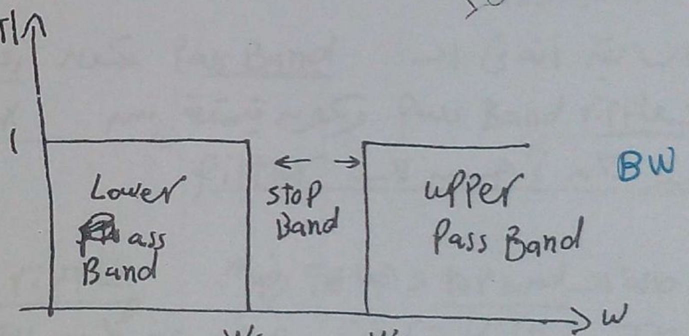
في هذا النوع يقوم الـ filter بتمرير جزء من الترددات بين $wp_1 \rightarrow wp_2$ ويقوم بإلغاء باقي الترددات ..

④ Band stop filter [B.S.F]

Ideal

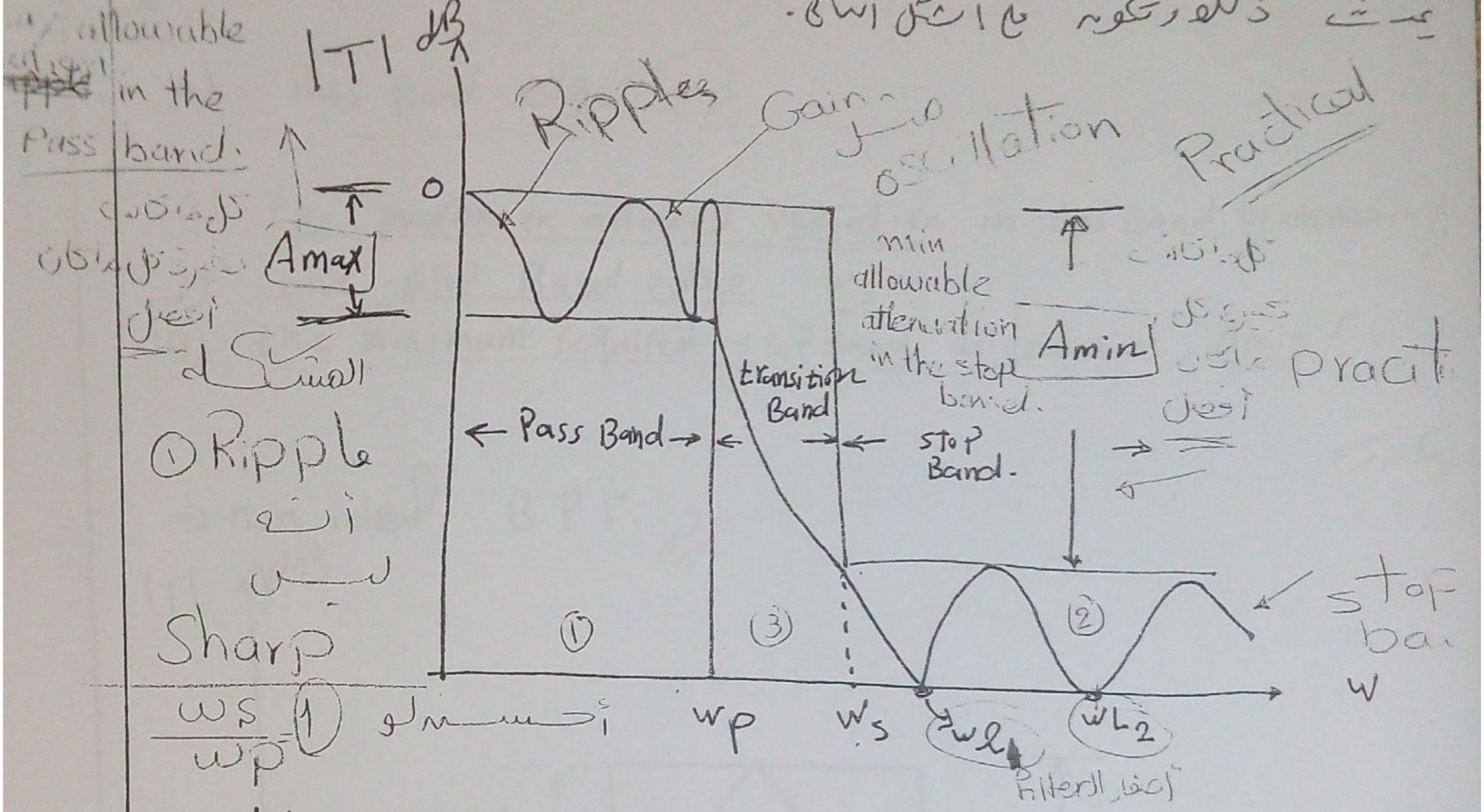
$ws \leftarrow$ stop

BW



في هذا النوع من الـ filter يقوم بإلغاء جزء من الترددات بين ws_1 , ws_2 ويقوم بتمرير الجزء الباقي من الترددات .

ثم جميع الانواع السابقة التي تم ذكرها كلها نلاحظ أن ال transfer fn
في حالة ال ideal أن ال filter transmission في حالة ال Pass Band تكون ثابتة
تساوي 1 وتنزل في ال stop Band تساوي 0 وتكون الحقيقة
بحيث ذلك وتكون على الشكل التالي.



$\frac{w_s}{w_p} = 1$ أحسن لو

نلاحظ من الرسم السابق أنه في ال Pass Band تكون ال $|T|$ غير ثابتة ولا يكون
لها ما يعرف بال Pass Band ripple وتكون قيمتها بين $0 \rightarrow A_{max}$ وكلما كانت
A_{max} صغيرة كان أحسن لل filter.

نلاحظ أيضاً في حالة ال stop band هنا لا يوجد أيضاً ripple ونلاحظ أيضاً أن
ال filter Transmission = صفر عند كل من الترددات w_{l1}, w_{l2}
ثم بعد ذلك يعرفوا بأصفار ال filter أي Zero's.
وكلما كانت A_{min} كبيرة كان أفضل ③
لو بدأ من أن ينزل ال filter ⇐ very sharp في ال Transition band
لا يميل وينزل non ideal وكلما كان sharp كان أفضل ثم
أم من ال filter من خلال تحديد ما يعرف selectivity factor

⇒ $\boxed{\text{selectivity factor}} = \frac{w_s}{w_p} = 1$

لو حتى تكون sharp أو من (Ideal)

وكلما اقترب للواحد كان أفضل

any filter Can be specified by. ←

a) Pass Band edge w_p

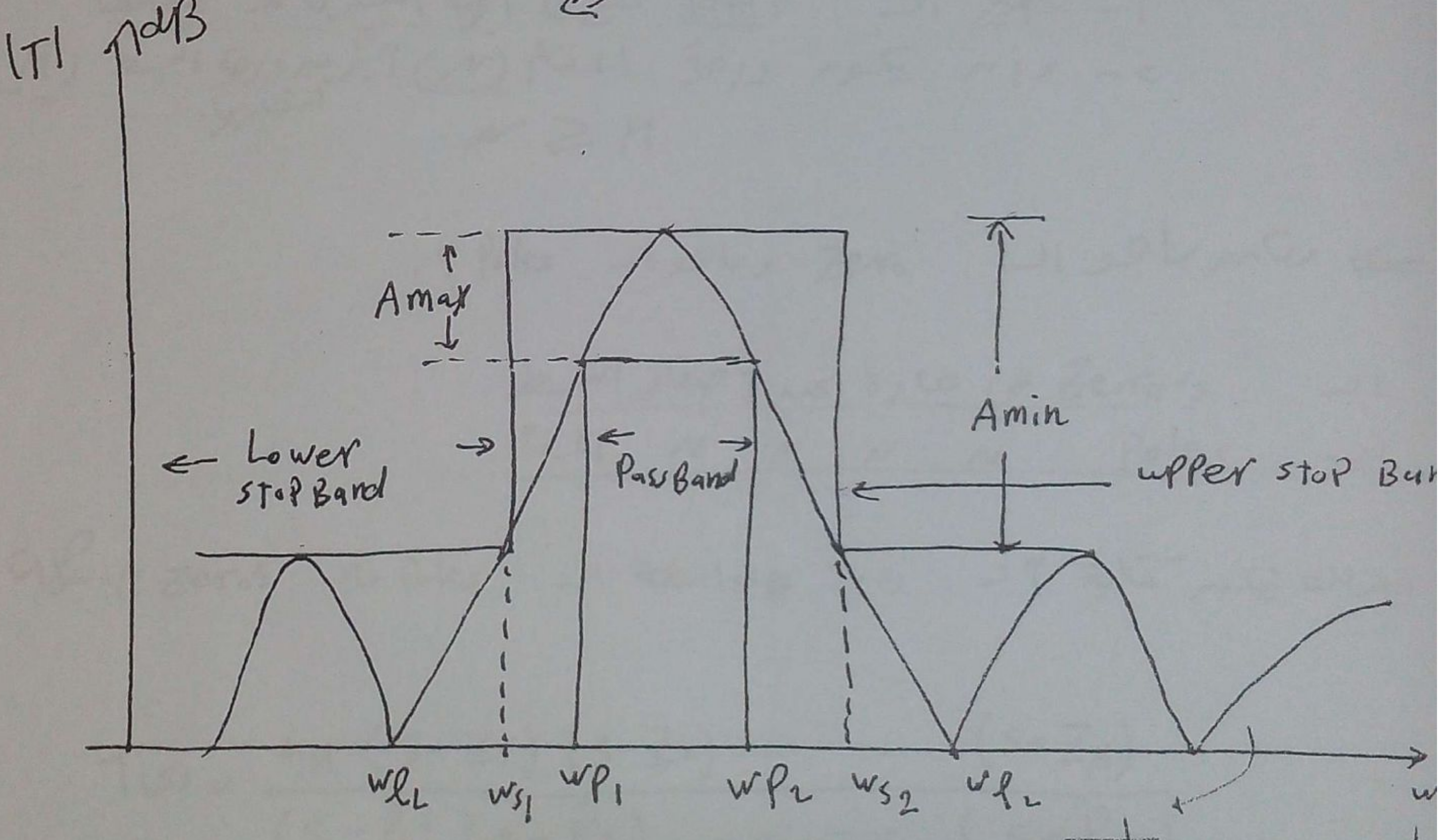
2) the maximum allowed variation in Pass Band transmission A

3) the stop Band edge w_s

4) the minimum required stop Band attenuation Amin.

عكس

⇒ non ideal B P F.



stopband

لما ضرب ≠ صفر

the filter transfer function

Poles
Zeros

يمكن كتابة الـ Transfer fn لأي filter ع الصورة التالية

$$T(s) = \frac{a_M s^M + a_{M-1} s^{M-1} + \cdots + a_0}{s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \cdots + b_0}$$

ومن خلال الـ T(s) يتم تحديد درجة الـ filter أو (filter order) من خلال تحديد أعلى أس في المقام ويكون هو درجة الـ filter.

⟸ لكي يكون الـ filter ← stable لابد وأن يكون

١- جميع الـ Poles تقع في الجهة اليسرى للـ Domine

٢- وأن يكون درجة المقام (N) أكبر من درجة البسط (M) أو تساويها.

$N \geq M$

⟸ ولكن ماهو الـ Zero وماهو الـ Poles ؟.

الـ Zero's هي عبارة عن أصفار البسط.

الـ Poles " " " " المقام.

، وبذلك يمكن كتابة الـ T(s) بواسطة الـ Poles والـ Zero's ع الشكل التالي.

$$T(s) = \frac{a_M (s-Z_1)(s-Z_2) \cdots (s-Z_M)}{(s-P_1)(s-P_2) \cdots (s-P_N)}$$

$Z_1, Z_2 \cdots Z_M$: Transfer fn Zero's

$P_1, P_2 \cdots P_N$: " " Poles, or natural modes.

وتكسر هناك ملاحظة مهمة جداً اذا وجد Poles $\Leftarrow$ complex لابد ان يتواجد poles

هي ويكون لها conjected.

Ex if $\underset{(\sigma + J\omega)}{P_1 = -3 + 4J}$

so there is another Poles $P_2 = -3 - 4J$

conjected.

مثال اذا أعطانا رسم ال T(s) للـ G.L.P.F هاي ال nonideal filter

انه هناك 3 zero's وهم عند

1- w_p

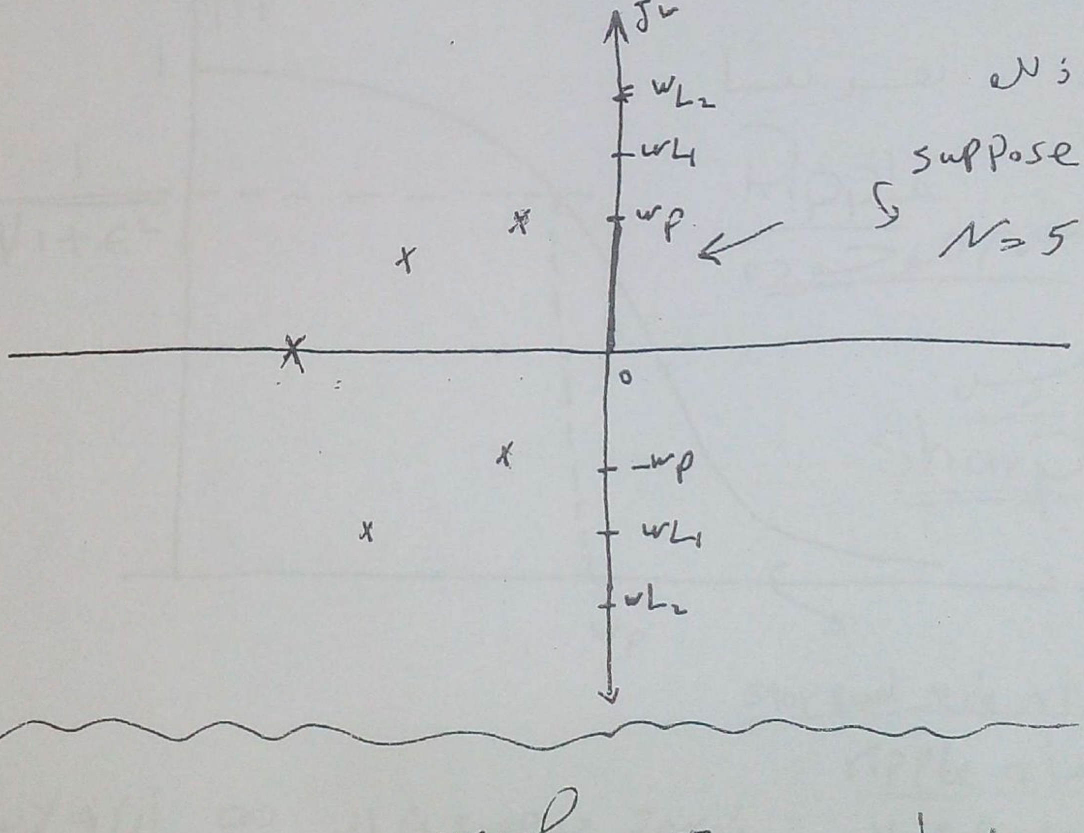
2- $S = -J w_{L_1}$

3- $S = -J w_{L_2}$

4- $S = +J w_{L_1}$

5- $S = +J w_{L_2}$) conjected

ويتم رسم ذلك



suppose $N = 5$

مهم جداً

اذا اعطى T(s) في الشكل التالي.

$$T(s) = \frac{a_M}{s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \dots + b_0}$$

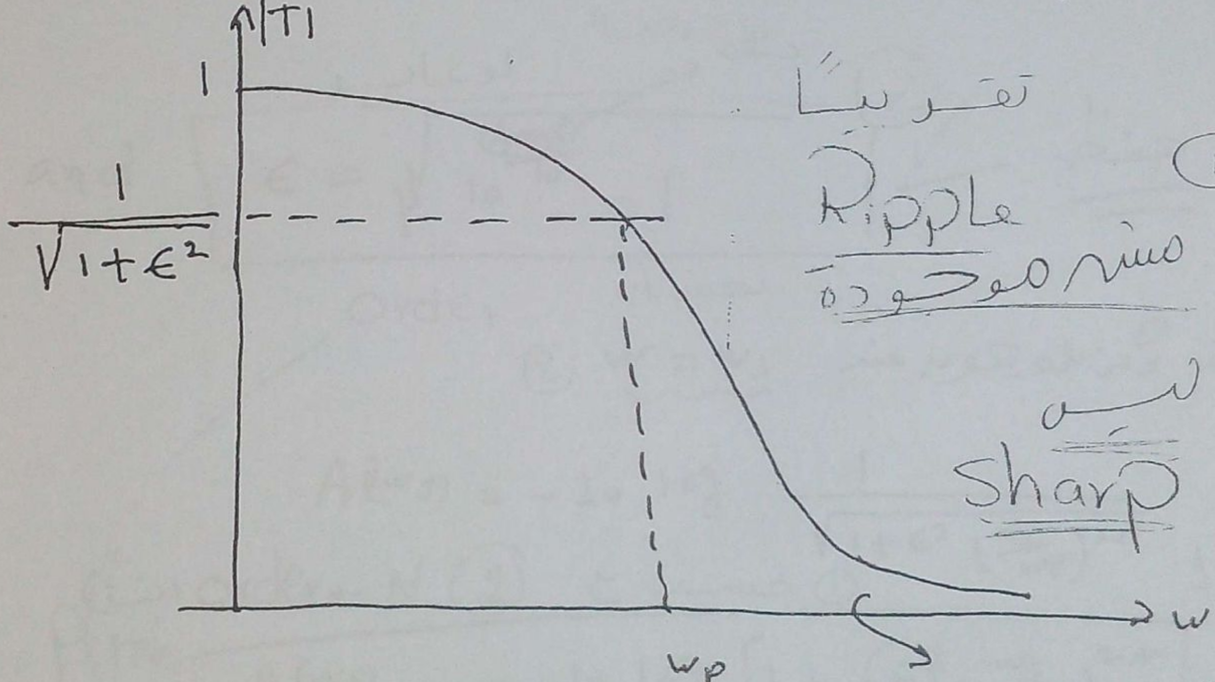
نلاحظ من ال T(s) السابقة أنه لا يوجد أي أصفار ولذلك يسمى هذا ال filter
بـ ← all Poles filter

في الجزء القادم سوف نقوم بدراسة نوعين من ال filter وهما.

1) Butter worth filter
2) cheby shev ''

① Butter worth filter → all pole filter

في هذا النوع تم استخدام ← filter لـ T(s) على الشكل التالي



تقريبا
① Ripple مش موجودة
② ليس Sharp

نلاحظ أن في ال stop band لا يوجد ripple

عن ذلك أن المرجع ال Zero's موجودة في ال ∞ أي أنه لا يوجد Poles أو أي all Pole filter

ripples في stop band ← Zeros

ripples في Pass band ← poles

f_p هنجيب ω_p ونقسم على 2π

N ≡ عدد الـ poles

$N = 9 \rightarrow$ 9 Poles يعني وتكون دي T_s

بتاعة butter Filter

$$\boxed{|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2N}}}} = \frac{V_o}{V_{in}}$$

$N \rightarrow$ order of filter. عدد R, C Circuit أي Poles

at $\boxed{\omega = \omega_p}$ ①

when at cutoff frequency $|T(j\omega_p)| = \dfrac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2}}$

where

عبارة عن Ripple $\boxed{A_{max} = 20 \log \sqrt{1+\epsilon^2}}$ ① بـ dB → مهم

wher ϵ : determine the max. Variation in PassBand A

بنحطها بالـ dB في لوغاريتم

and $\boxed{\epsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1}}$ ② ← مهم

Order لحساب

② $\omega = \omega_s$ وتنزل تكون عند

$$A(\omega_s) = -20 \log \frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_p}\right)^{2N}}}$$

① نحسب ϵ ② N ← order بتاع الـ Filter

③ $$\boxed{A(\omega_s) = 10 \log\left[1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_p}\right)^{2N}\right]}$$ Amin

حتى يكون الـ filter ← stable ولا بدنا يكون

نحسب الـ order

④ $$\boxed{A(\omega_s) \geq A_{min}}$$ * نفترض N لغاية ما يطلع

interaction

كيفية رسم Poles

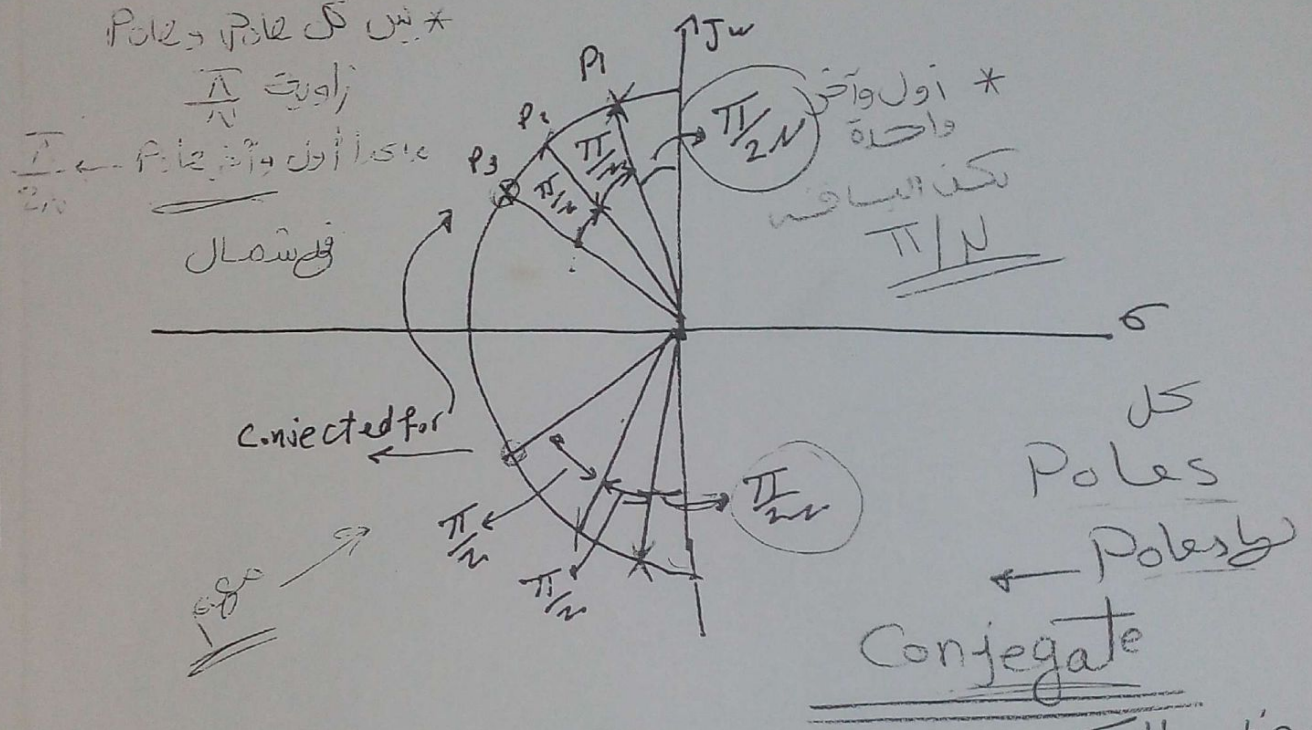
من خلال العلاقة السابقة يتم تحديد درجة ال filter وكلما زادت درجة ال filter كان أفضل

لو $N=6$ مثلاً

← يتم تحديد مكان ال poles : توضيح ال Poles لل Butterworth filter

suppose we have N - Poles.

كما نعلم أنه لا يوجد أي أصفار لل Butterworth filter ولذلك تمثل نقاط ال Poles



نلاحظ من الرسم.

أن أول Poles يبعد عن محور $j\omega$ بمقدار $\frac{\pi}{2N}$ وبعد ذلك يبعد كل Poles عن الآخر بزوايا $\frac{\pi}{N}$. وكل ذلك يتم تمثيله على دائرة نصف قطرها

$$\boxed{w_o = w_p \left(\frac{1}{\epsilon}\right)^{\frac{1}{N}}}$$ ← نق

ومن خلال ذلك يتم كتابة ال $T(s)$

$$T(s) = \frac{K\, w_o^{N}}{(s-P_1)(s-P_2)\ ---\ (s-P_N)}$$

K = dc gain

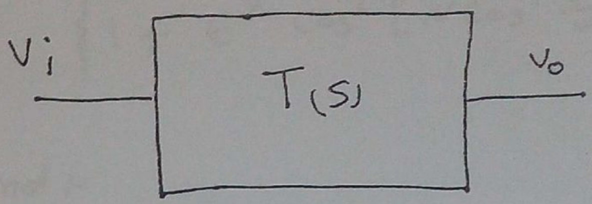
P_1, P_2 Poles of filter.

$f_s \longrightarrow \omega_s$

$f_p \longrightarrow \omega_p$

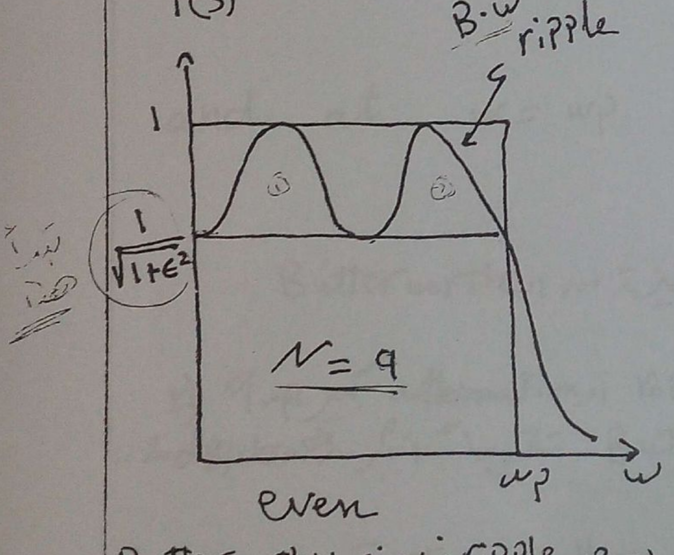
the chebyshev filter

ب) سوف نقوم بالتعرف على النوع الثاني من الـ filter نوع غير الـ butterworth ويكون الـ T(s) له على الشكل التالي.

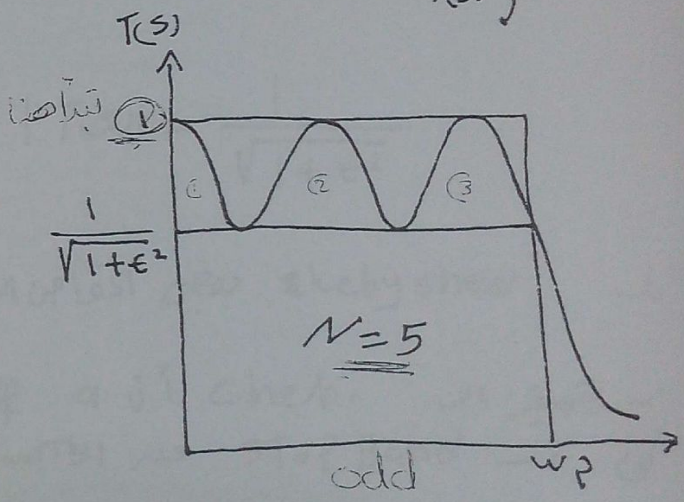


$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

if N even



if N odd



نلاحظ من الشكل السابقة أنه في الـ Pass Band يوجد ripple بخلاف الـ Butterworth

إذا كان الـ order فردي نلاحظ من الرسم أنه الـ T(s) تبدأ من عند (1)

ولكن إذا كان الـ order زوجي نلاحظ أن الـ T(s) تبدأ من عند $\frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2}}$

← ونلاحظ أنه في حالة الـ odd والـ even عدد الـ maxima والـ min للـ T(s) تساوي عدد الـ (n = order)

← وفي الجزء التالي دعنا نتعرف على المعادلة التي توصف الـ T(s) الـ chebyshev filter

عناية ... دالة توصف الـ Pass Band ومعادلة آخرى توصف الـ STOP band

⇒ Pass Band equation :-

$$|T(s)| = \frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2 \cos^2\left[N \cos^{-1} \frac{w}{w_p}\right]}} \quad \text{for } w \leq w_p$$

⇒ for STOP Band :-

$$|T(s)| = \frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2 \cosh^2\left[N \cosh^{-1} \frac{w}{w_p}\right]}}$$

and at $w = w_p$ $\quad |T(s)| = \frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2}}$

لـ Chebyshev بعض الصفات التي تميزه عن الـ Butterworth

١- يتميز الـ cheb. أن الـ roll off والـ attenuation أكبر ١ أكبر في الـ STOP Band عن الـ Butterworth تقريباً أكبر 20dB/decade.

٢- يكون عدد الـ min والـ max للـ T(s) تساوي عدد الـ order

٣- يأخذ الـ filter قيم لـ |T(s)| = 1 عند

$$w_i = w_p \cos\frac{(2i+1)\pi}{2N} \qquad i = 0, 1, 2 \ldots \frac{N-1}{2}$$

ولكن لما تأخذ قيم

$$|T(s)| = \frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2}}$$

عندما تكون

$$w_i = w_p \cos\left(\frac{2i\pi}{n}\right)$$

$$i = 0, 1, 2 \quad , \frac{n}{2}$$

٤- يتميز بأنه له Transition يكون very sharp عن الـ Butterworth.

٥- وكذلك الـ ripple الموجود داخل الـ BassBand يعتمد على الـ order
أو عدد الـ poles

دعنا نقوم بالتعرف على بعض القوانين الخاصة بـ Chebyshev

$$A_{max} = 10 \log(1 + \epsilon^2)$$

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1}$$

and at $w = w_s$

$$A(w_s) = 10 \lg\left[1 + \epsilon^2 \cosh^2\left[n \cosh^{-1}\left(\frac{w_s}{w_p}\right)\right]\right]$$

ولابد من اختيار n لكي تحقق

$$A(w_s) \geq A_{min}$$

لتحديد وضع الـ poles يتم تحديدها من المعادلة التالية

$$P_K = -w_p \sin\left[\frac{(2K-1)}{n}\frac{\pi}{2}\right] \sinh\left[\frac{1}{n}\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\epsilon}\right)\right]$$

$$+ J w_p \cos\left[\frac{(2K-1)}{n}\frac{\pi}{2}\right] \cosh\left[\frac{1}{n}\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\epsilon}\right)\right]$$

يمكن كتابة ال $T(s)$ الشكل

$$T(s) = \frac{K\, w_p^{\,n}}{\epsilon\, 2^{n-1} (s-P_1)(s-P_2) \cdots (s-P_n)}$$

First order Filters.

هذا الجزء سوف نقوم بالتعرف على الانواع الدارات المختلفة لل first order ال LPF, HPF, وأنواع ٦ أخرى معادلات ال $T(s)$ لكل منها

the general form for first order f_n

$$T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + w_0}$$

نلاحظ من هذه ال f_n أن ال order = 1 وأن لا poles موجود عند $s = -w_0$ وكذلك لا zero's موجود عند $s = -\frac{a_0}{a_1}$ من خلال a_0, a_1 يحدد نوع ال filter (HPF, LPF).

قبل التعرف على انواع ال $T(s)$ دعنا نعرف ما هي أهمية استخدام active filters

يمكن انه يتم الحصول على ال gain المراد بسهولة عن طريق ضبط قيم المقاومات على حسب القيم المراد الوصول اليها.

مقاومة خرج ال active filter تكون صغيرة مما يجعل ال Cascading سهل

في البند الثاني سوف نقوم بالتعرف على الدوائر المتعلقة بالـ filter

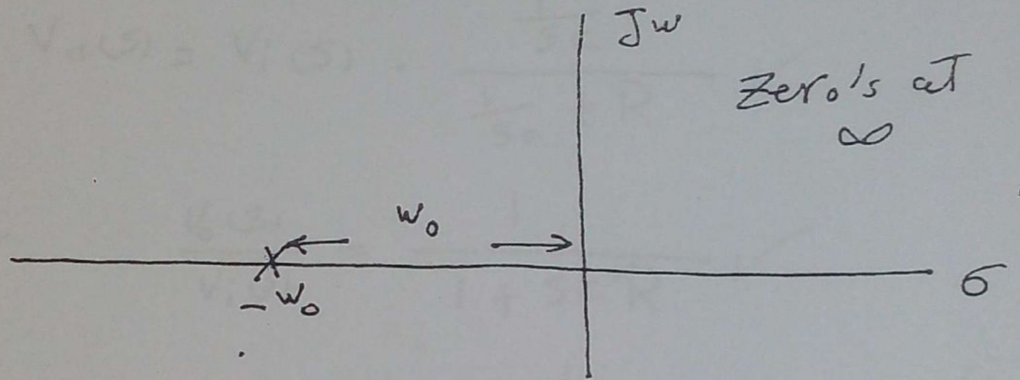
① Low Pass filter

general form

$$T(s) = \frac{a_0}{s + w_0}$$

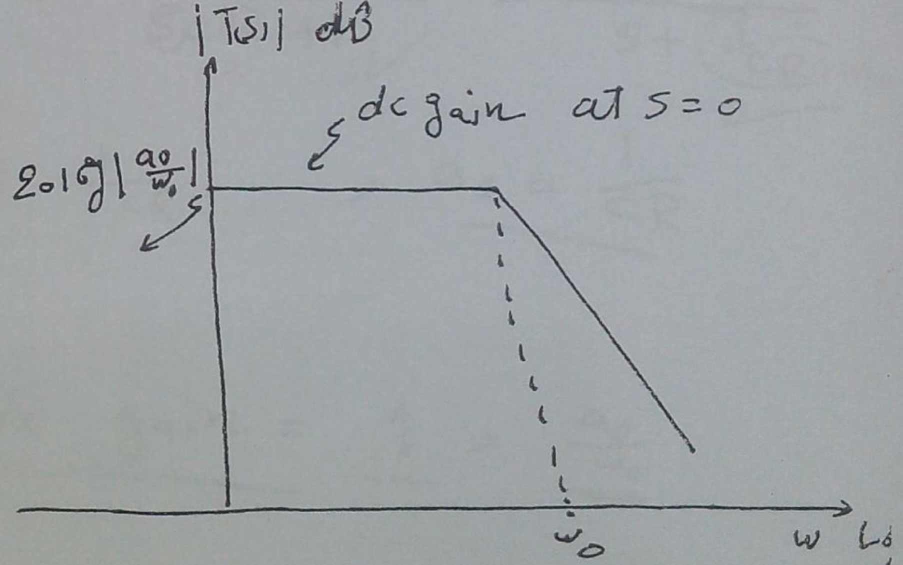
L.P.F

يكون له Poles عند $s = -w_0$ ويكون ليس له أصفار أو أصفار عند ∞



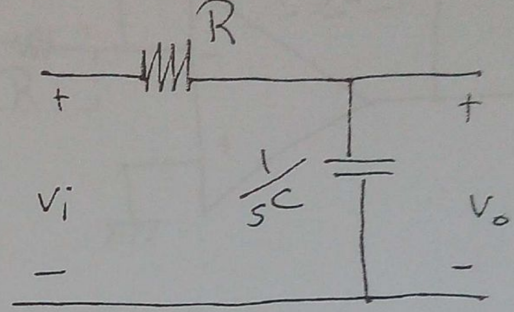
Zero's at ∞

and $T(s)$



Example

a) Passive circuit (filter)



$$V_o(s) = V_i(s) \cdot \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + R}$$

$$\therefore \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{1 + sCR}$$

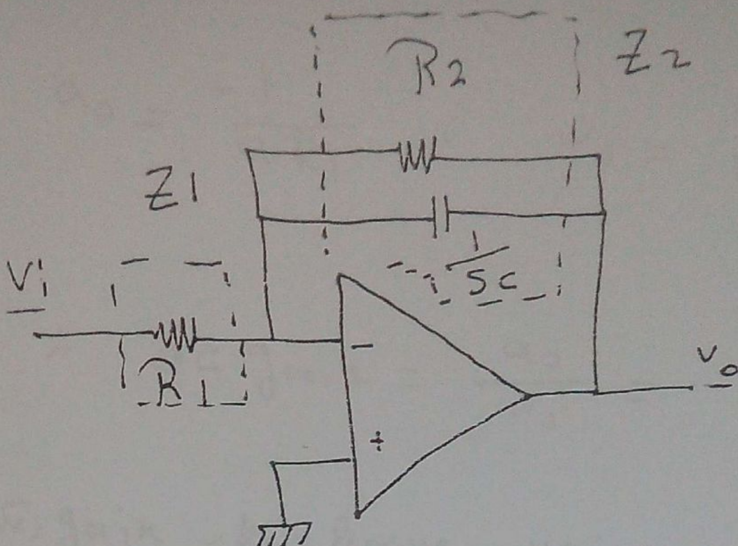
$$\therefore T(s) = \frac{1}{sCR + 1} = \frac{\frac{1}{CR}}{s + \frac{1}{CR}}$$

$$\therefore \omega_0 = \frac{1}{CR} \quad , \quad a_0 = \frac{1}{CR}$$

بُعد ال Poles عن محور $j\omega$
[illegible]

$$\therefore \text{dc gain} = 1 = \frac{a_0}{\omega_0}$$

for active:-



$$\therefore \quad V_o/V_i = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{sC} \,//\, R_2$$

$$Z_1 = R_1$$

$$\therefore \quad T(s) = -\frac{\frac{1}{sC} \,//\, R_2}{R_1}$$

$$= -\frac{\dfrac{\frac{1}{sC}\cdot R_2}{\frac{1}{sC}+R_2}}{R_1} = -\frac{\frac{R_2}{sC}}{R_1R_2 + R_1/sC}$$

$$= \frac{-R_2}{sCR_1R_2 + R_1}$$

$$= \frac{-R_2}{CR_1R_2\left[S + \frac{R_1}{CR_1R_2}\right]}$$

$$\frac{a_o}{s+\omega_o}$$

$$= \frac{-\frac{1}{CR_1}}{S + \frac{1}{CR_2}}$$

$$\therefore \quad a_0 = \frac{-1}{CR_1} \quad ، \quad w_0 = \frac{1}{CR_2}$$

$$\therefore \quad dc\ gain = \frac{a_0}{w_0} = -\frac{R_2}{R_1}$$

نلاحظ انه مستخدم الدائرة الـ Passive لا تعطي gain، ولكن في الدائرة الـ active
يكون الـ gain مقداره $(-R_2/R_1)$.

---

② high Pass filter (H.P.f)

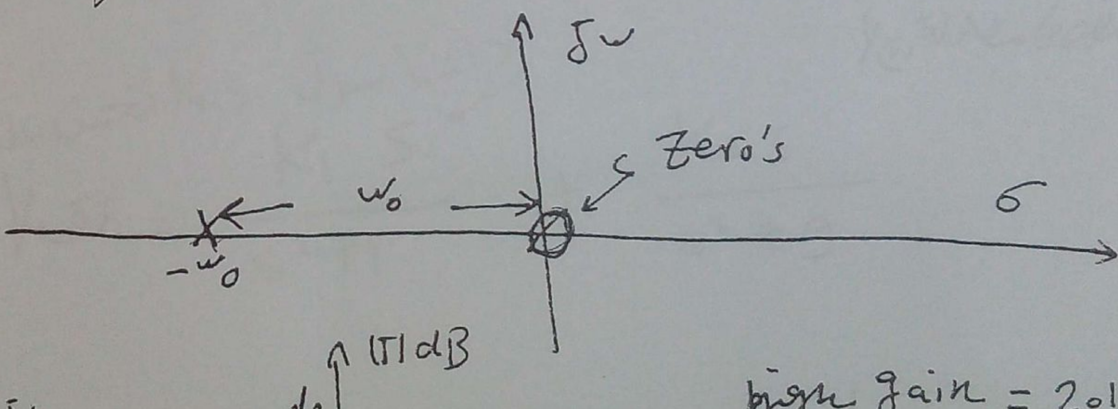
general form

$$\boxed{T(s) = \frac{a_1 s}{s + w_0}}$$

نلاحظ ان

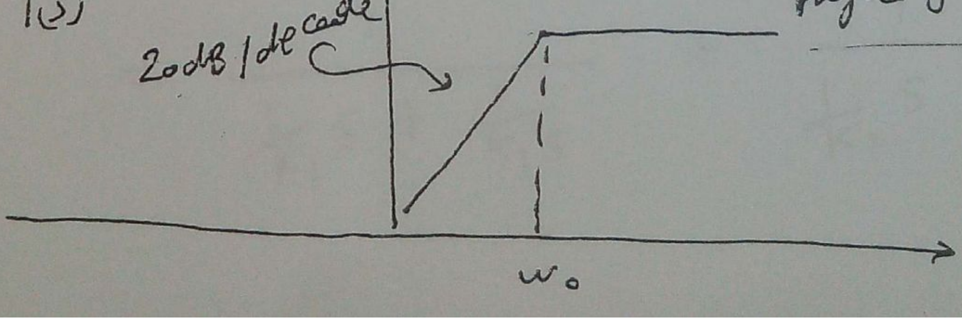
✓ $s = -w_0$ هي Poles

✓ $s = 0$ هي Zero's



and $T(s)$

high gain $= 20 \log |a_1|$



$$K_1 = \lim_{s^2 \to -1} (s^2+1)\,\frac{Y(s)}{s}$$

$$= \lim_{s^2=-1} \cancel{(s^2+1)}\,\frac{\cancel{s}(s^2+4)}{\cancel{s}\cancel{(s^2+1)}(s^2+9)}$$

$$= \lim_{s^2=-1} \frac{s^2+4}{s^2+9} = \boxed{\frac{3}{8}}$$

$$K_2 = \lim_{s^2 \to -9} (s^2+9)\,\frac{Y(s)}{s}$$

$$= \lim_{s^2=-9} \frac{s^2+4}{s^2+1} = \boxed{\frac{5}{8}}$$

بالتعويض عن معادلة $Y(s)$

دايمًا ننزل $K_1 s$ تحت علشان أشوف ملف ولا مكثف

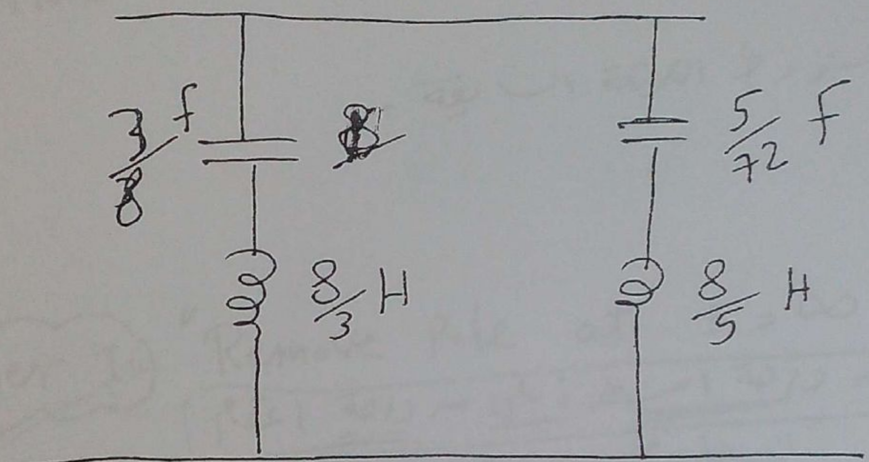
$$\therefore Y(s) = \frac{K_1 s}{s^2+1} + \frac{K_2 s}{s^2+9}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{K_1}s + \frac{1}{K_1 s}} + \frac{1}{\frac{1}{K_2}s + \frac{9}{K_2 s}}$$

$y_1 + y_2$

$$Y(s) = \underbrace{\frac{1}{\frac{8}{3}S + \frac{1}{\frac{3}{8}S}}}_{Z_1} + \underbrace{\frac{1}{\frac{8}{5}S + \frac{1}{\frac{5}{72}S}}}_{Z_2}$$

$$y_1 = \frac{1}{\frac{8}{3}S + \frac{1}{3/8\, S}}$$



ملف

$$Z_1 = \frac{8}{3}S + \frac{1}{\frac{3}{8}S}$$

مكثف

$$Z_2 = \frac{8}{5}S + \frac{1}{\frac{5}{72}S}$$

Couer synthesis of LC Networks

both $Z(s)$ and $Y(s)$ can be realized as LC Networ using Couer must be satisfy the previous (3) Condition.

يجب أن يتحقق الشروط الثلاثة السابقة.

Couer I:- "Remove Pole at $s = \infty$"

شرط لابد أن يكون درجة البسط أعلى من درجة المقام

البسط > المقام

$\Rightarrow$ for a given $f^{\underline{n}}$ $Z(s)$ or $Y(s)$ To be realized using Couer I, the degree of The denominator البسط must be greater than the numenator المقام

وعندما يكون درجة البسط أعلى من درجة المقام لذلك يكون عدد الأصفار أكبر من ال Poles ولذلك نلاحظ أن هناك Pole's عند ال ∞

Zeros > Poles

Poles $\longrightarrow \infty$

So it has Poles at $s = \infty$, So This method aim To remove the Pole at infinity by continued fraction expansion

* إزالة ال Poles الموجودة عند ∞

إزالة الـ Poles الموجود عند ∞.

وذلك يتطلب دائمًا أن درجة البسط أعلى من درجة المقام ولذلك فإنه بعد القسمة تصبح درجة البسط أقل من درجة المقام ولذلك نقلبها الـ $Y(s)$ حتى تكون درجة البسط أعلى من درجة المقام مرة أخرى ويصبح هناك Poles عند ∞ وهكذا حتى نصل إلى النهاية.

ملحوظة

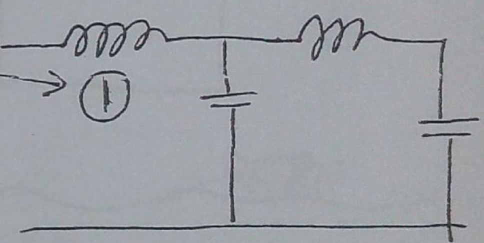
NoTe

for a given f^{n} $Z(s)$

cauer II	cauer I
يبدأ بمكثف	يبدأ بملف

firsT element

عند إجراء أول قسمة يكون أول عنصر توالي



- if $Z(s)$ has Poles at ∞

  the first element is series

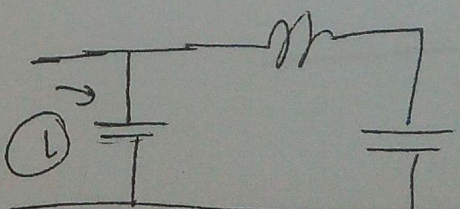
  "Conductor)"

لو معطى $Z(s)$ ولكن

المقام أكبر من البسط

⇒ if $Z(s)$ has zero's at ∞ ⇒ The first element is Parallel "Capacitor"

عندما تكون درجة البسط أقل من درجة المقام نقلبها الـ $Y(s)$ ونفقدها بـ Cauer I

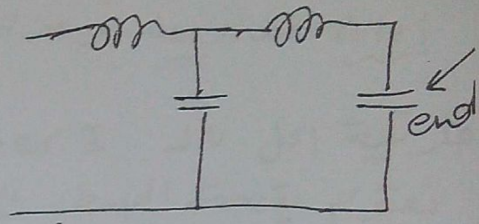


last element

- if $Z(s)$ has Poles at 0 → last element is Cap. كشف

Zero
$0 \rightarrow \infty$
عكس
Parallel
أول عنصر

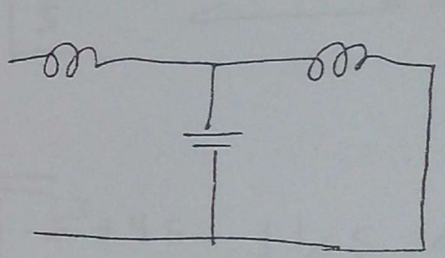
Pole
$X \rightarrow 0$
معكوس
آخر عنصر ✓



- if $Z(s)$ has Zero at $s = 0$ ⇒ last element is inductor

Pole
$X \rightarrow \infty$
series عكس
أول عنصر

Zero
$0 \rightarrow 0$
عكس
آخر عنصر



Example :- realized the impedance

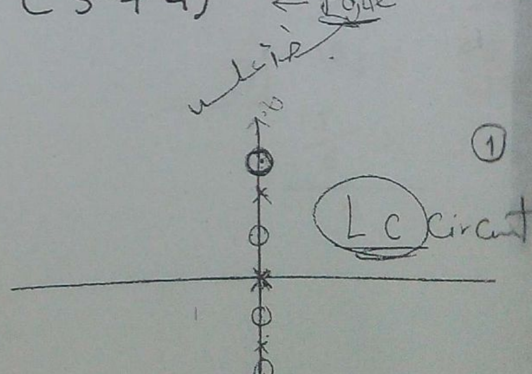
① البسط > المقام ✓
② Pole → ∞ ✓

$$Z(s) = \frac{(s^2+1)(s^2+9)}{s(s^2+4)}$$

← Zeros
← Pole

using Cauer I

solution:-



ولا لابد من التحقق من الشروط الثلاثة (نلاحظ انها متحققة)

ولابد من التحقق أن درجة البسط أعلى من درجة المقام.

البسط $n = 4 > m = 3$ المقام ✓

← نلاحظ إنه يوجد عدد ال zeros أكثر من عدد ال poles ولذلك يوجد poles عند الصفر ولذلك يكون أول عنصر ملف وع التوالي.

طريقة الحل بال Couer I

نقوم بقسمة البسط على المقام.

$$Z(s) = \frac{s^4 + 10s^2 + 9}{s^3 + 4s}$$

نضع الناتج هنا

نقسم الأول على الأول

$$s^3 + 4s \;\Big|\; s^4 + 10s^2 + 9 \;\Big|\; s$$
$$-s^4 \; - 4s^2$$

ملف

$Z_1 = s$

$$6s^2 + 9 \;\Big|\; s^3 + 4s \;\Big|\; \tfrac{1}{6}s$$
$$-s^3 \; - \tfrac{9}{6}s$$

مكثف

$y_1 = \frac{1}{6}s$

$$\tfrac{15}{6}s \;\Big|\; 6s^2 + 9 \;\Big|\; \tfrac{12}{5}s$$
$$6s^2$$

ملف

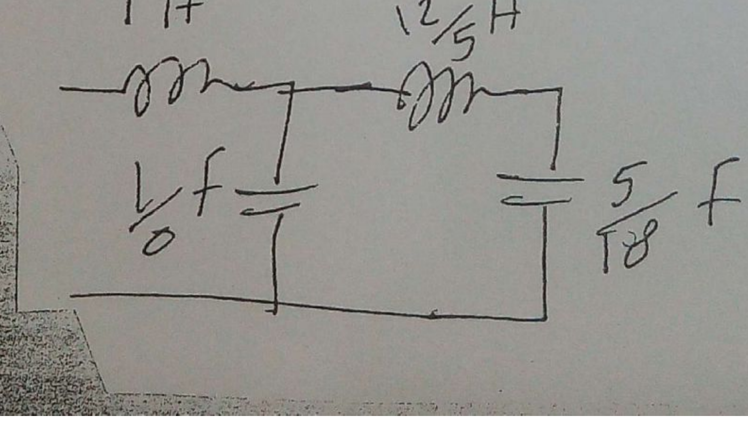
$Z_2 = \frac{12}{5}s$

$$9 \;\Big|\; \tfrac{15}{6}s \;\Big|\; \tfrac{5}{18}s$$
$$\tfrac{15}{6}s$$
$$0$$

مكثف

y

Ladder circuit



Cauer II for LC Network

or Cauer II remove Pole at the origin "$S=0$"

وكما ذكرنا سابقا لكي نقوم باستخدام Cauer II لتنفيذ $Y(s)$, $Z(s)$ لا بد وأن تكون هناك s مفردة في المقام أو أنه يكون هناك Poles عند $w=0$ حتى ولو كانت درجة البسط أعلى من درجة المقام أو العكس.

Example:- realize the fn $Z(s) = \dfrac{(s^2+1)(s^2+9)}{s(s^2+4)}$

using Cauer II

solution

لا بد من التأكد أنه هناك s مفردة في المقام.

$$Z(s) = \frac{s^4+10s^2+9}{s^3+4s}$$

شروط وخطوات حل بال Cauer II

1- لا بد وأن تكون هناك s مفردة في المقام "متاح"

2- نرتب البسط والمقام ترتيب تصاعدي ثم نقسم ودائما سيكون هناك s في المقام حتى يتم إزالة Poles عند ال origin $=0$

$4s+s^3 \,\big)\, 9+10s^2+s^4 \,\big(\, \frac{9}{4s}$ ← Z_1

عبارة عن مكثف $C = \frac{4}{9}$

$9+\frac{9}{4}s^2$

$\frac{31}{4}s^2+s^4 \,\big)\, 4s+s^3 \,\big(\, \frac{16}{31s}$ ← Y_1

ملف $L = \frac{31}{16}$

$4s+\frac{16}{31}s^3$

$\frac{15}{31}s^3 \,\big)\, \frac{31}{4}s^2+s^4 \,\big(\, \frac{(31)^2}{60s}$ ← Z_2

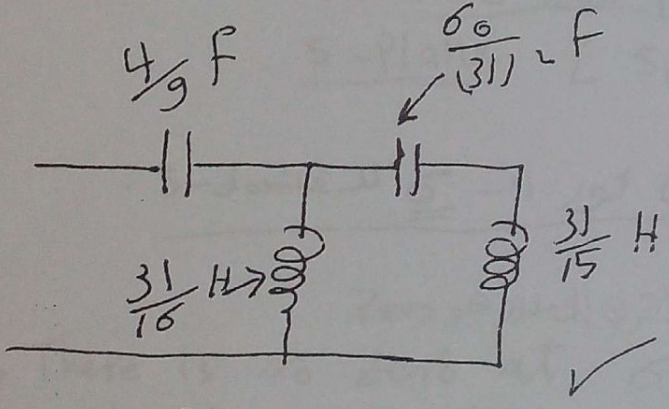
مكثف $C = \frac{60}{(31)^2}$

$\frac{31}{4}s^2$

$s^4 \,\big)\, \frac{15}{31}s^3 \,\big(\, \frac{15}{31s}$ Y_2 ملف

$\frac{15}{31}s^3$

0



Example : 2:-

$$Z(s) = \frac{36s^4+18s^2+1}{18s^3+6s}$$

$36s^4+18$

$$Z(s) = \frac{36s^4+18s^2+1}{s(18s^2+6)}$$

s مفرقة في الكل

RC Network synthesis

بعد أن قمنا بالتعرف على كيفية عمل Design للـ filter باستخدام الـ LC

نقوم الآن بالتعرف على كيفية عمل Design للـ filter باستخدام RC

⇒ for impedance fn $Z(s)$ to be synthesized as RC Network it must have the following properities.

1. $Z(s) = \dfrac{P_n(s)}{q_n(s)}$

يكون الـ Z نسبة بين 2 Poly.

• and all the Poles and Zero's of $Z(s)$ are on -ve real Part (mean σ) of the S-plane [$S_k = -\sigma_k$) and $J\omega = 0$

يكون جميع الـ Poles تقع على محور الـ σ للـ S-domine.

الأقرب من 0 هو Pole والأقرب إلى ∞ هو Zero

2. • There is No Zero at $\sigma = 0$

لا يقع أي Zero's عند $\sigma = 0$ (نقطة الأصل) أو قريب منه. أن يكون الأقرب من 0 هو الـ Poles أو يقع Poles عند الصفر

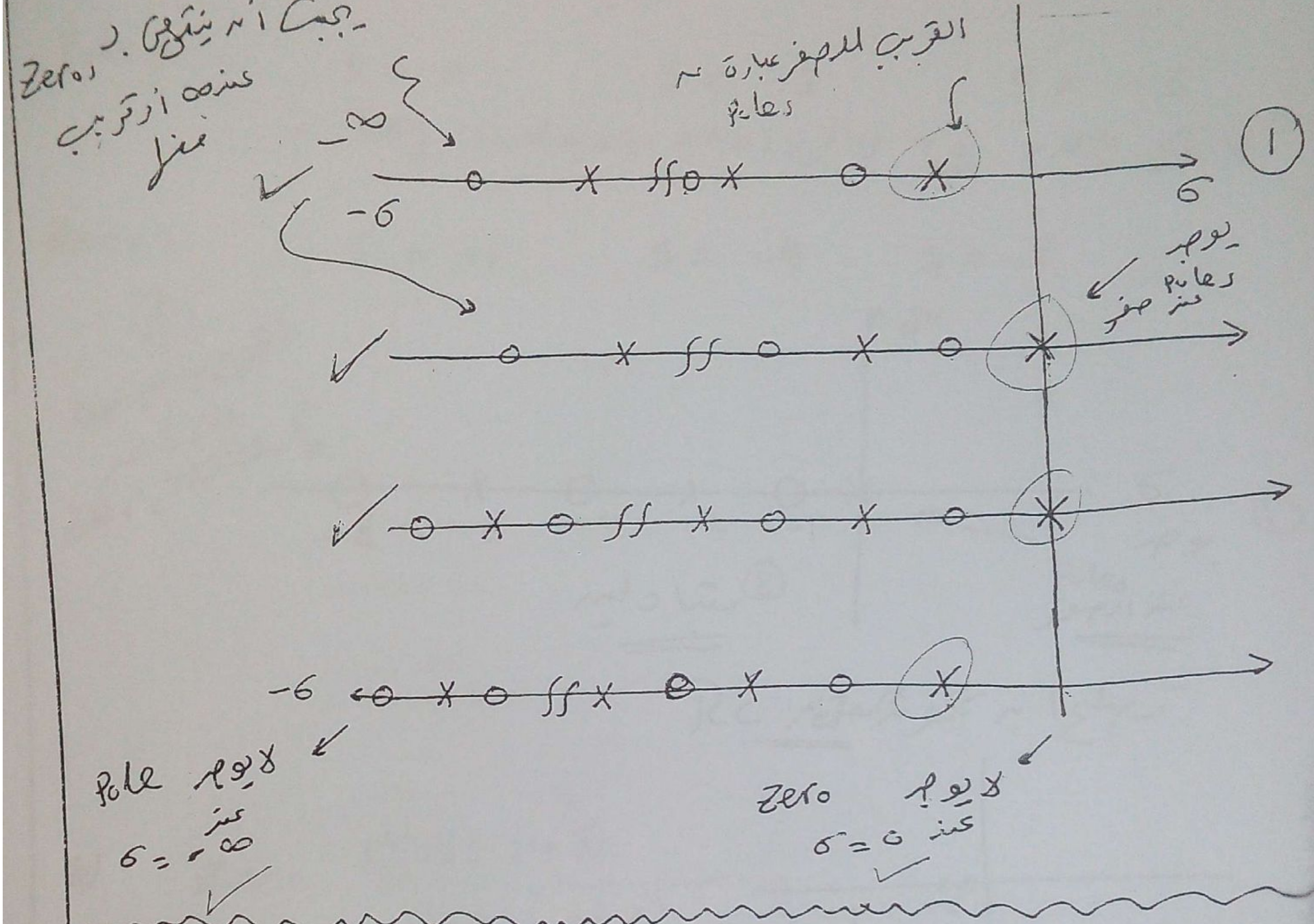
• and There is No Pole at ($\sigma = \infty$)

ولا يقع Poles عند الـ ∞ أو قريب منه، أن يكون هناك Zero's عند ∞ أو الأقرب للـ ∞ هو Zero's

لا بد من وجود Poles على محور σ والأقرب للصفر هو Pole

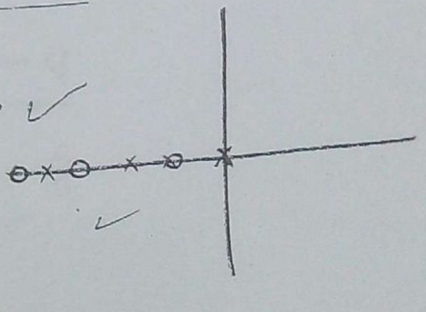
3. the Poles and Zero's are interlacing.

وفي الاشكال التالية سوف نستعرض جميع الاحتمالات التي يمكن ان يتواجد بها ال Poles وال Zero's

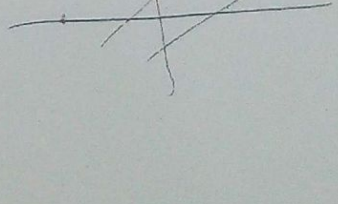


Example:- which fn are RC Network:-

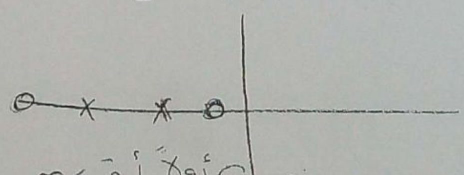
a) $Z(s) = \dfrac{(s+1)(s+4)(s+8)}{s(s+2)(s+6)}$ ✓



b) $Z(s) = \dfrac{(s+1)(s+8)}{(s+2)(s+4)}$ ✗



solution:-



① أولاً أقرب Zeros نستنتج
② الدليل تم ترتيبهم

x o x o x o x

a) $Z(s) = \dfrac{(s+1)(s+4)(s+8)}{s(s+2)(s+6)}$

Poles

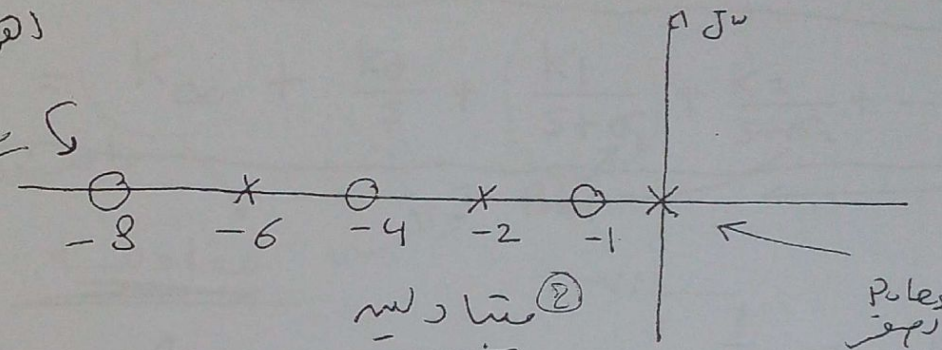
$s = 0 \qquad s = -2 \qquad s = -6$

✓ كلها تقع على محور σ + في الجزء السالب انا لا يوجد Img.

Zero's

$s = -1 \qquad s = -4 \qquad s = -8$

③ الاقرب من ص عبارة عن zero

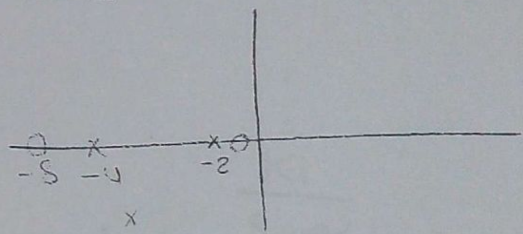


① يوجد Poles عند الصفر

② متبادلين

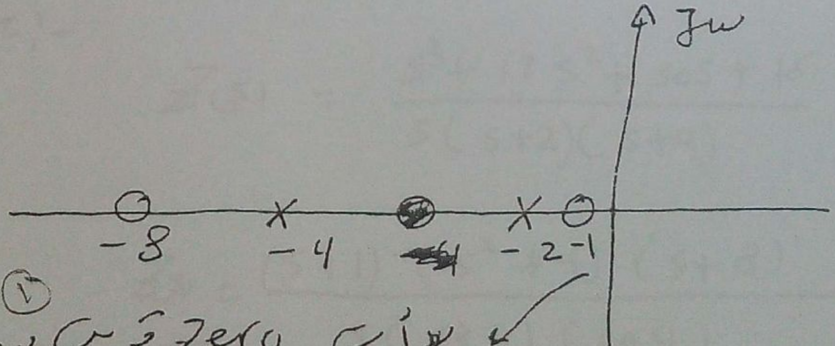
تحقق انه تكون RC network

b) $Z(s) = \dfrac{(s+1)(s+8)}{(s+2)(s+4)}$



Poles : $s = -2 \qquad s = -4$

zeros $s = -1 \qquad s = -8$



① بدأت ب zero قريب من صفر

لذلك لا تحقق انه تكون RC

وفي الجزء القادم سوف نقوم بالتعرف علي كيفية تصميم Rc باستخدام

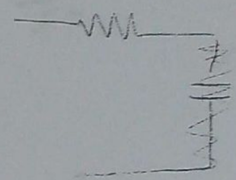
(a) Foster I for Rc Network

→ it must be impedance fn $Z(s)$ — لا بد ان تكون دي $Z(s)$

$$Z(s) = K_\infty + \frac{k_0}{s} + \frac{k_1}{s+\sigma_1} + \frac{k_2}{s+\sigma_2} + \cdots + \frac{k_i}{s+\sigma_i}$$

كاباسيتنس S*   مقاومة   توالي   Poles

and



$$Z_3 = \frac{K_1}{s+\sigma_1}$$

$$K_\infty = \lim_{s \to \infty} Z(s)$$

$$k_0 = \lim_{s \to 0} s \cdot Z(s)$$

$$\frac{K_1}{s+\sigma_1}$$

$$k_i = \lim_{s=-\sigma_i} (s+\sigma_i)(Z(s))$$

كاباسيتنس ضربنا S * علشان دي

R,C ← تكون بدون S في المعادلة

Example:-

$$Z(s) = \frac{s^3 + 12s^2 + 30s + 16}{s(s+2)(s+4)}$$ using Foster I

solution

$$Z(s) = \frac{(s+1)(s^2+4)(s+8)}{s(s+2)(s+4)}$$

حقق الشروط السابقة

$$Z(s) = K_\infty + \frac{K_0}{s} + \frac{K_1}{s+2} + \frac{K_2}{s+4}$$

$$K_\infty = \lim_{s\to\infty} \frac{s^3+12s^2+30s+16}{s(s+2)(s+4)}$$

$$= \lim_{s\to\infty} \frac{s^3+12s^2+30s+16}{s^3+6s^2+8s}$$

$$= \lim_{s\to\infty} \frac{1+\frac{12}{s}+\frac{30}{s^2}+\frac{16}{s^3}}{1+\frac{6}{s}+\frac{8}{s^2}} = 1 \quad \underline{R}$$

$C = \frac{1}{K_0}$

$$K_0 = \lim_{s\to 0} s\cdot Z(s) = \lim_{s\to 0} \frac{s^3+12s^2+30s+16}{(s+2)(s+4)} = \boxed{2}$$

$Z = \frac{K_0}{s} = \frac{1}{Cs}$

$\frac{1}{\frac{1}{K_0} s}$

$$K_1 = \lim_{s=-2} \cancel{(s+2)} \frac{s^3+12s^2+30s+16}{s\cancel{(s+2)}(s+4)}$$

$C = \frac{1}{K_0}$

$$= \frac{-8+48-60+16}{-2*2} = \frac{-4}{-4} = 1$$

$$K_2 = \lim_{s=-4} \cancel{(s+4)} \frac{s^3+12s^2+30s+16}{s(s+2)\cancel{(s+4)}} = \frac{-64+192-120+16}{-4*-2} = \underline{\underline{3}}$$

$$\therefore\ Z(s) = 1 + \frac{2}{s} + \frac{1}{s+2} + \frac{3}{s+4}$$

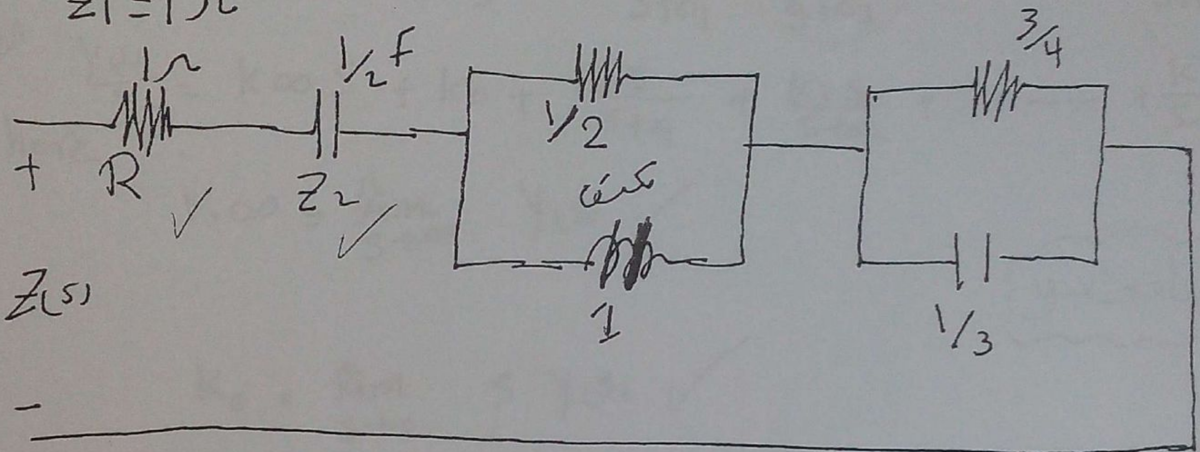
$$Z(s) = 1 + \frac{1}{\frac{1}{2}s} + \frac{1}{s+2} + \frac{1}{\frac{1}{3}s + \frac{4}{3}}$$

$$Z(s) = Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4$$

مالهم تكونوا

series

$Z_1 = 1\,\Omega$



$$Z_3 = \frac{1}{s+2} = \frac{1}{Y_3} \qquad \therefore\ Y_3 = s + 2$$

مكثف

مقلوب مقاومة

$$Z_4 = \frac{1}{\frac{1}{3}s + \frac{4}{3}} = \frac{1}{Y_4} \qquad Y_4 = \frac{1}{3}s + \frac{4}{3}$$

*

Foster II for RC Network

لكي نقوم باستخدام foster II لابد ان تكون الدالة على صورة ال $Y(s)$

and then

$$Y(s) = K_\infty + \frac{K_0}{s} + \frac{K_1}{s+\sigma_1} + \frac{K_2}{s+\sigma_2} + \cdots + \frac{K_i}{s+\sigma_i}$$

or الصورة الثانية

$$\frac{Y(s)}{s} = K_\infty s + K_0 + \frac{K_1 s}{s+\sigma_1} + \frac{K_2 s}{s+\sigma_2} + \cdots + \frac{K_i s}{s+\sigma_i}$$

where

$$K_\infty = \lim_{s\to\infty} Y(s)$$

بادئ بـ Y

$$K_0 = \lim_{s\to 0} s\,Y(s)$$

$$K_i = \lim_{s=-\sigma_i} (s+\sigma_i)\,Y(s)$$

Example:- realize the impedance fn $Z(s) = \dfrac{(s+1)(s+3)}{s^3+10s^2+17s+6}$

using foster II

نقلب لـ نجعلها

$$Y(s) = \frac{s^3+10s^2+17s}{(s+1)(s+3)}$$

solution

لكي نعمل Design باستخدام ال foster II لابد وان تكون الدالة على شكل ال $Y(s)$

$$Y(s) = \frac{1}{Z(s)} = \frac{s^3 + 10s^2 + 17s + 6}{(s+1)(s+3)}$$

$$\therefore Y(s) = K_\infty + \frac{K_0}{s} + \frac{K_1 s}{s+1} + \frac{K_2 s}{s+3}$$

$$\therefore K_\infty = \lim_{s \to \infty} Y(s)$$

$$= \lim_{s \to \infty} \frac{s^3 + 10s^2 + 17s + 6}{s^2 + 4s + 3}$$ نقسم على أعلى أس في المقام

$$K_\infty = \lim_{s \to \infty} \frac{s + 10 + 17/s + 6/s^2}{1 + 4/s + 3/s^2} = \infty$$

$$K_0 = \lim_{s \to 0} s \cdot Y(s) = \lim_{s \to 0} \frac{s(s^3 + 10s^2 + 17s + 6)}{(s+1)(s+3)} = 0$$

$$K_1 = \lim_{s \to -1} \cancel{(s+1)} \frac{s^3 + 10s^2 + 17s + 6}{\cancel{(s+1)}(s+3)}$$

$$K_1 = \frac{-1 + 10 - 17 + 6}{2} = \boxed{-1}$$

$$K_2 = \lim_{s=-3} \frac{s^3+10s^2+17s+6}{s+1} = \frac{-27+90-51+6}{-2} = -9$$

$$\therefore Y(s) = \infty - \frac{1}{s+1} - \frac{9}{s+3}$$

اشارة سالبة لا يعكس تنفيذ y_
لانه لا بد وان تكون قيمته موجبة

وحل المسألة نعمل الاتي.

نضرب المعادلة ب $\underline{S}$

let

$$Y(s) = K_\infty \underline{S} + K_0' + \frac{K_1 S}{S+1} + \frac{K_2 S}{S+3}$$

$$\cancel{\therefore F(s) = K_\infty + \frac{K_0}{s} + \frac{K_1}{s+1} + \frac{K_2}{s+3}}$$

$$\therefore K_\infty = \lim_{s\to\infty} \frac{Y(s)}{s} = \lim_{s\to\infty} \frac{s^3+10s^2+17s+6}{s(s+1)(s+3)}$$

$$K_\infty = \lim_{s\to\infty} \frac{s^3+10s^2+17s+6}{s^3+4s^2+3s} = \lim_{s\to\infty} \frac{1+\frac{10}{s}+\frac{17}{s^2}+\frac{6}{s^3}}{1+\frac{4}{s}+\frac{3}{s^2}}$$

$$K_\infty = 1$$

$$K_0 = \lim_{s\to 0} Y(s) = \lim_{s\to 0} \frac{s^3+10s^2+17s+6}{(s+1)(s+3)} = \frac{6}{3} = \boxed{2}$$

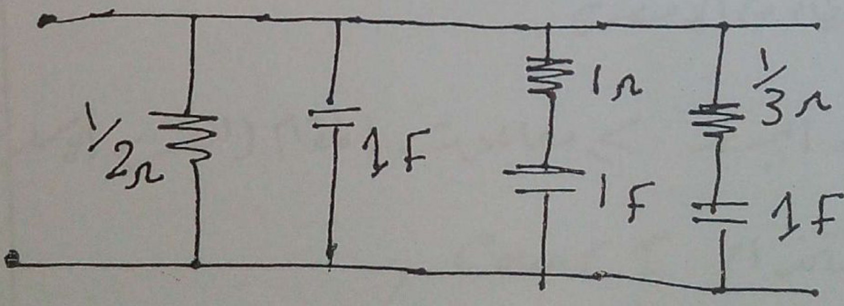
$$K_1 = \lim_{s=-1} (s+1)\,\frac{Y(s)}{s}$$

$$= \lim_{s=-1} \frac{s^3+10s^2+17s+6}{s(s+3)} = \frac{-1+10-17+6}{(-1*2)} = \boxed{1}$$

$$K_2 = \lim_{s=-3} (s+3)\,\frac{Y(s)}{s} = \lim_{s=-3} \frac{s^3+10s^2+17s+6}{s(s+1)} = \boxed{3}$$

$$\therefore\ Y(s) = 1\cdot s + 2 + \frac{1\cdot s}{s+1} + \frac{3\cdot s}{s+3}$$

$$Y(s) = \underbrace{2}_{Y_1} + \underbrace{s}_{Y_2} + \underbrace{\frac{1}{\underset{R}{1} + \underset{C}{\frac{1}{s}}}}_{Y_3} + \underbrace{\frac{1}{\underset{R}{\frac{1}{3}} + \underset{C}{\frac{1}{s}}}}_{Y_4}$$



Couer I for Rc circuit

⇒ it must be impedance fn $Z(s)$:-

ولابد أنه يتحقق الشروط التالية :

أو أقل

1- يجب أنه تكون درجة البسط ~~أكبر~~ من أو تساوي درجة المقام.

2- ترتيب الحدود ترتيب تنازلي ويجب أنه يكون معامل أكبر أس يساوي 1

3- يجب أنه تكون المعاملات في البسط أكبر من أو تساوي نظائرها في المقام

Example :-

$$Z(s) = \frac{2s^2 + 4s + 1}{2s^2 + 3s}$$

شروط الحل

درجة البسط تساوي درجة المقام

ترتيب الحدود تنازلي من الكبير إلى الصغير

نجعل معامل أعلى أس = 1 في البسط

$$Z(s) = \frac{s^2 + 2s + \frac{1}{2}}{s^2 + \frac{3}{2}s} = \frac{s^2 + 2s + 0.5}{s^2 + 1.5s} \checkmark$$

نقارن معاملات كل من النظائر الأس

نلاحظ أن معاملات البسط > معاملات المقام لنفس الأس

∴ لا تنفذ باستخدام Couer I

(2) معاملات البسط ...

(3) نحصل على أس ... في ... المقام

(4) ترتيب ... البسط

لحل

$$
\begin{array}{r|l}
s^2+1.5s & s^2+2s+0.5 \quad \boxed{1} \\
& s^2+1.5s \\
\hline
& 0.5s+0.5
\end{array}
$$

$Z_1 =$ مقاومة

$$
\begin{array}{r|l}
0.5s+0.5 & s^2+1.5s \quad \boxed{2s} \\
& s^2+s \\
\hline
& 0.5s
\end{array}
$$

$\boxed{2s} \leftarrow Y_1$ عبارة عن مكثف

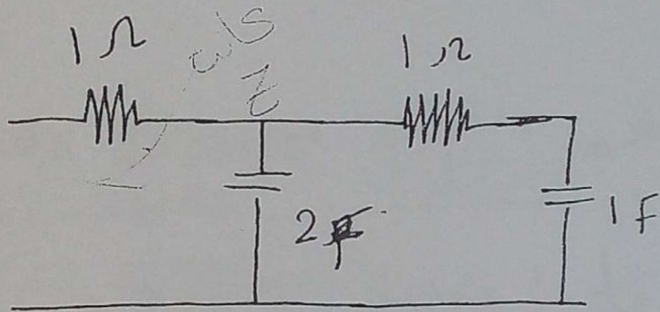
$$
\begin{array}{r|l}
0.5s & 0.5s+0.5 \quad \boxed{1} \\
& 0.5s \\
\hline
& 0.5
\end{array}
$$

$\boxed{1} \leftarrow Z_2$ عبارة عن مقاومة

$$
\begin{array}{r|l}
0.5 & 0.5s \quad \boxed{1s} \\
& 0.5s \\
\hline
& 0
\end{array}
$$

Y_2 عبارة عن مكثف

$$\frac{1}{2s}$$



Cauer I (RC)

Cauer II for RC Network

لا بد من تحقيق التالي

(1) إذا كانت هناك مفردة في المقام يكون تنفيذي ولكن إذا لم يتحقق ذلك نحل

(2) نقوم بترتيب المعاملات في البسط والمقام ترتيباً تصاعدياً. بحيث يكون أول حد يساوي $= 1$ (الحد المطلق) $= 1$

(3) ويجب أن يكون معاملات كل حد في البسط $>$ معاملات الحد المناظر له في المقام

Couer II   داخا يقرب من   ليس شرط لازم   Z(s) or Y(s)

Example : synthesis by using couer II Z(s)

$$Y(s) = \frac{9s^2+9s+1}{6s+1}$$

لا يوجد s مفردة في المقام لذلك نقوم بترتيب الحدود تصاعدياً

$$Y(s) = \frac{1+9s+9s^2}{1+6s}$$

لا بد ان يكون معاملات البسط > معاملات المقام. محقق.

ولذلك نقوم بعملية القسمة

$1+6s \;|\; 1+9s+9s^2 \;\;|\; \boxed{1}$ ← Y_1 عبارة عن مقاومة

$1+6s$

$3s+9s^2 \;|\; 1+6s \;\;|\; \frac{1}{3s}$ ← Z_1 عبارة عن مكثف

$1+3s$

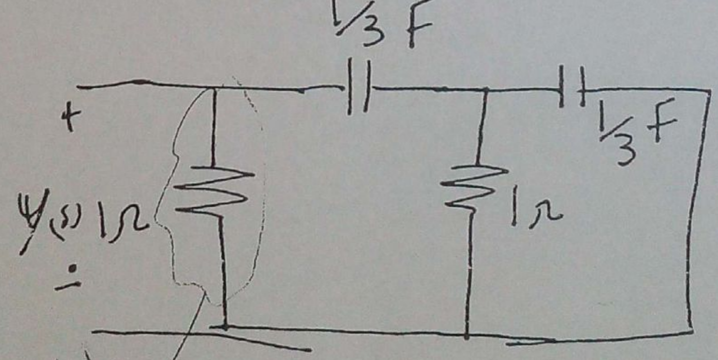
$3s \;|\; 3s+9s^2 \;\;|\; 1$ ← Y_2

$3s$

$9s^2 \;|\; 3s \;\;|\; \frac{1}{3s}$ ← Z_2

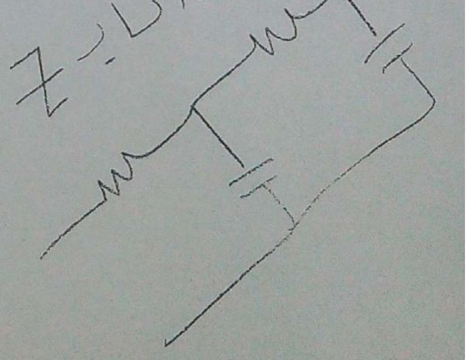
$3s$

0



Parallel

هنا وضعنا عكس لانه Y



لو لا توقفها بتطلع
لو Z نبعها